# Digital amplitude demodulator with quadrature and coordinate converters


| | |
|---|---|
| **Patent number:** | DE19720766 |
| **Publication date:** | 1998-11-26 |
| **Inventor:** | NOESKE CARSTEN (DE) |
| **Applicant:** | MICRONAS SEMICONDUCTOR HOLDING (CH) |
| **Classification:** | |
| **- international:** | H03D1/00; H04L27/00 |
| **- european:** | H04L27/00R, H03D1/22E |
| **Application number:** | DE19971020766 19970517 |
| **Priority number(s):** | DE19971020766 19970517 |



Abstract of **DE19720766**

The amplitude demodulator has a quadrature converter (2) to generate an in-phase signal (i) and a quadrature phase signal (Q) in deeper frequency from an amplitude modulated signal (am). A coordinate converter (3) forms a content signal (b) and a phase signal (p) from the in-phase signal and the quadrature phase signal. A phase evaluator stage (4) presets a sign for the content signal in dependence on phase signal via a sign switch (5). Pref. the phase evaluator stage comprises a phase equalising circuit, holding the phase signal at a constant value in a time average.


Data supplied from the ***esp@cenet*** database - Worldwide

(19) BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

DEUTSCHES PATENT- UND MARKENAMT

(12) **Offenlegungsschrift**

(10) **DE 197 20 766 A 1**

(51) Int. Cl.[6]:
**H 03 D 1/00**
H 04 L 27/00

(21) Aktenzeichen: 197 20 766.9
(22) Anmeldetag: 17. 5. 97
(43) Offenlegungstag: 26. 11. 98

DE 197 20 766 A 1

(71) Anmelder:
Micronas Semiconductor Holding AG, Zürich, CH

(74) Vertreter:
Hornig, L., Dipl.-Phys. Dr.rer.nat., Pat.-Ass., 79312 Emmendingen

(72) Erfinder:
Noeske, Carsten, 79108 Freiburg, DE

(56) Entgegenhaltungen:

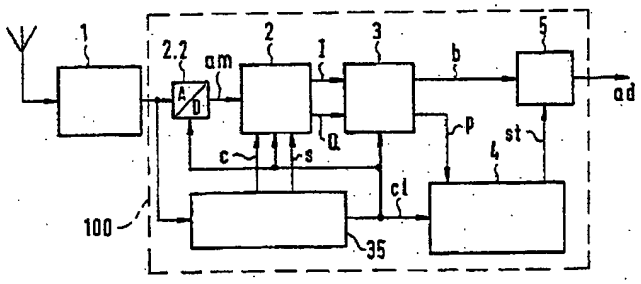
| | |
|---|---|
| DE | 1 95 38 935 A1 |
| DE | 43 40 012 A1 |
| DE | 36 24 529 A1 |
| US | 48 03 700 |

**Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen**

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

(54) Digitaler Amplitudendemodulator

(57) Digitaler Amplitudendemodulator (100) mit einem Quadraturumsetzer (2), der aus einem übermodulierten Signal (am) ein Inphasensignal (I) und ein Quadraturphasensignal (Q) in tiefer Frequenzlage erzeugt. Mittels eines Koordinatenumsetzers (3) wird aus dem Inphasensignal (I) und dem Quadraturphasensignal (Q) ein Betragssignal (b) und ein Phasensignal (p) gebildet, wobei eine Phasenauswertestufe (4) in Abhängigkeit vom Phasensignal (p) mittels eines Vorzeichenschalters (5) ein Vorzeichen für das Betragssignal (b) vorgibt, das dann als demoduliertes Signal (ad) der weiteren Verarbeitung dient.




DE 197 20 766 A 1

BEST AVAILABLE COPY

Beschreibung

Die Erfindung betrifft einen digitalen Amplitudendemodulator mit einem Quadraturumsetzer, der aus einem amplitudenmodulierten Signal ein Inphasensignal und eine Quadraturphasensignal in tiefer Frequenzlage erzeugt, und einem Koordinatenumsetzer, der aus dem Inphasensignal und dem Quadraturphasensignal ein Betragssignal und ein Phasensignal bildet, vgl. den Oberbegriff des Anspruchs 1.

Das zu demodulierende Signal wird in dem Quadraturumsetzer mittels eines vorgegebenen Sinus- und Cosinus-Signals als Umsetzungssignal und gegebenenfalls einer Bandbegrenzung und Dezimierschaltung in eine tiefe Frequenzlage überführt, die im Idealfall der Basisbandlage entspricht. Das Inphasensignal und das Quadraturphasensignal des Quadraturumsetzers werden dann mittels eines Koordinatenumsetzers von karthesischen in polare Koordinaten überführt. Für digitale Systeme hat sich hierbei ein iteratives Umsetzungsverfahren bewährt, daß insbesondere unter dem Namen Cordic-Verfahren bekannt ist. Der Ausgang des Koordinatenumsetzers liefert ein Betragssignal und ein Phasensignal, die zusammen die bekannte Zeigerdarstellung des amplitudenmodulierten Trägers definieren.

Dem Betragssignal entspricht die momentane Zeigerlänge, also der momentane Signalwert des Trägers, der als Differenz zum festen Sollwert des Trägers die Information über den Momentanwert des zu übertragenden Nutzsignals enthält. Dem Phasenwert entspricht die momentane Phasenlage des Zeigers. Wenn die Quadraturumsetzung nicht exakt auf der Trägerfrequenz erfolgt, dann rotiert der Zeiger mit der Differenzfrequenz und die Phase nimmt je nach dem Vorzeichen der Differenzfrequenz stetig zu oder ab. Bei ausreichendem Modulationsgrad liefert eine Gleichrichtung und Tiefpaßfilterung des Betragssignals schon das gesuchte niederfrequente Signal. Dieses einfache Amplitudendemodulationsverfahren ist nicht mehr anwendbar, wenn der Träger übermoduliert oder durch entsprechende Modulationsverfahren gänzlich unterdrückt ist. Bekannte Amplitudendemodulationsverfahren verwenden in diesen Fällen zur Frequenzumsetzung in die exakte Basisbandlage die Mischung mit einem rekonstruierten Trägersignal, das beispielsweise aus einem mitübertragenen Pilotton oder Pilotsignal generiert würde. Dieses Trägersignal muß sowohl in der Frequenz als auch in der Phase exakt der Modulationsschwingung entsprechen. Dieses reelle Mischungs- oder Umsetzungsverfahren läßt sich aber auch über die bekannte Eulersche Formel $e^{iz} = \cos z + i \sin z$ als ein komplexes Verfahren beschreiben, indem mittels einer Quadraturumsetzung das Signal mit einem exakten Sinus- und Cosinus-Signal multipliziert wird, deren Frequenz ebenfalls exakt die Trägerfrequenz aufweist. Diese komplexe Darstellung entspricht dann einem Zeiger, dessen Realteil dem Nutzsignal entspricht und dessen Imaginärteil stets den Wert Null aufweist. Der Realteil umfaßt dabei positive und negative Werte. Wegen der Frequenzgleichheit von Träger und Umsetzungssignal rotiert der Zeiger nicht, sondern wandert entsprechend dem Wert des Nutzsignals auf der reellen Achse hin und her. Daher ist der Quadratur-Signalpfad in diesem speziellen (reellen) Fall nicht zwingend erforderlich, und man kommt daher auf den oben beschriebenen reellen Mischer.

Die beschriebenen Demodulationsverfahren erfordern daß die Frequenz des oder der Umsetzungssignale exakt auf der Sollfrequenz des jeweiligen Trägers liegen. Bei analogen Umsetzern oder Quadraturumsetzern ist dies über analoge Sinus- und/oder Cosinus-Signale aus einem in der Frequenz kontinuierlich steuerbaren analogen Oszillator leicht zu realisieren. Digitale Umsetzer mit der zugehörigen digitalen Signalerzeug, z. B. einem digitalen VCO, erfordern jedoch in der Regel eine sehr aufwendige Schaltung, wenn die gleichen Funktionseigenschaften erreicht werden sollen. Die digitalen Sinus- und Cosinus-Signale werden z. B. für vorgegebene Phasenwerte aus gespeicherten Tabellen abgefragt. Vorteilhaft ist die digitale Signalerzeugung jedoch dann, wenn das Frequenzraster und die Auflösung grob bleiben kann, weil dann nur leicht zu realisierende digitale Sinus- oder Cosinus-Signale zu bilden sind. Im einfachsten Fall ist dabei das Sinus- und Cosinus-Signal durch den Einheitskreis und seine vier Koordinatenwerte bei 0 Grad, 90 Grad, 180 Grad, 270 Grad und schließlich wieder 0 Grad bzw. 360 Grad usw. definiert. Dem Sinus-Signal entsprechen dabei die Werte 0, +1,0, −1,0 usw. und dem Cosinus-Signal die Werte +1,0, −1,0, +1 usw. . Es ist sogar möglich, daß der Quadraturumsetzer mit diesen Signalen auch als analoge Schaltung arbeitet. Die eigentlichen Umsetzungs- oder Mischerstufen entsprechen dabei unterschiedlichen Signalpfaden, die durch einfache Steuersignale aus dem digitalen Oszillator geschaltet werden. Ein unveränderter Signalpfad entspricht der Multiplikation des analogen Signals mit dem Signalwert "+1", ein invertierter Signalpfad entspricht der Multiplikation mit dem Signalwert "−1", und ein Nullwert-Signalpfad entspricht der Multiplikation mit dem Signalwert "0".

In DE-A 43 40 012 ist ein digitaler Demodulator für ein Stereosignal beschrieben, das mittels eines amplituden- und phasenmodulierten Trägers übertragen wird. Der Demodulator enthält einen Quadratur- und einen Cordic-Koordinatenumsetzer. Die digitale Quadraturumsetzung, insbesondere mit den Werten +1, −1 und 0, toleriert kleinere Frequenzabweichungen, indem das Phasen-Ausgangssignal des Koordinatenumsetzers durch ein Phasenausgleichssignal korrigiert wird. Das Betragssignal liegt dabei im sicheren Modulationsbereich, eine Übermodulation tritt nicht auf.

In der Europäischen Patentanmeldung Nr. 96 10 1105.3 (DITTI-Case 1639) ist ein anderer digitaler Demodulator mit einem Koordinatenumsetzer beschrieben, der ebenfalls zur Demodulation eines Stereosignals dient, das mittels eines amplituden- und phasenmodulierten Trägers übertragen wird. Auch hier werden kleinere Frequenzabweichungen durch ein Phasenausgleichssignal korrigiert. Die Amplitudendemodulation ist auch in diesem Beispiel unkritisch, weil der Träger in keinem Fall übermoduliert ist.

Bei der Amplitudendemodulation eines übermodulierten Trägers führt die Gleichrichtung des Zeiger-Betragssignals zu erheblichen Signalverfälschungen, weil die Übermodulation nichtlineare Verzerrungen des Nutzsignals zur Folge hat. Die Übermodulation läßt sich in der Zeigerdarstellung als ein Zeiger interpretieren, dessen Länge entsprechend dem jeweiligen Momentanwert des Nutzsignals positiv oder negativ wird, wobei der Phasenwinkel des Zeigers monoton zu- oder abnimmt. Die nichtlinearen Verzerrungen entstehen, weil durch die Betragsbildung im Koordinatenumsetzer gleichsam die negativen Zeigerlängen umgeklappt werden, wodurch das informationstragende Signal nicht mehr dem Nutzsignal entspricht. Negative Zeigerlängen sind vom Verständnis her indessen nicht anschaulich, weshalb man lieber eine andere Aussage trifft. Statt des Vorzeichenwechsels bei der Zeigerlänge gibt man in der Regel an, daß die Phase des Zeigers an diesen Stellen einen Sprung von jeweils 180 Grad ausführt. Die üblichen Koordinatenumsetzungsverfahren unterstützen zudem diese Betrachtungsweise, indem sie an dem einen Ausgang stets ein positives Signal als Betragssignal abgeben und an dem anderen Ausgang ein Phasensignal, das gegebenenfalls derartige 180-Grad-Sprünge im zeitlichen Verlauf aufweist.

Aus der Analogtechnik sind wie bereits angegeben für

amplitudenmodulierte Signale spezielle Demodulatoren bekannt, die trägerarme oder trägerfreien Signale demodulieren können. Mit mehr oder weniger Aufwand ist eine Umsetzung dieser Schaltungen in ihre digitalen Äquivalente möglich.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen gattungsgemäßen digitalen Amplitudendemodulator anzugeben, der amplitudenmodulierte Signale mit unterschiedlichem Modulationsgrad demodulieren kann, wobei der Amplitudendemodulator auch an unterschiedlichen Codierungsverfahren leicht anpaßbar sein soll.

Diese Aufgabe wird nach der Erfindung durch einen gattungsgemäßen digitalen Amplitudendemodulator dadurch gelöst, daß eine Phasenauswertestufe in Abhängigkeit vom Phasensignal mittels eines Vorzeichenschalters ein Vorzeichen für das Betragssignal vorgibt.

Durch die vom Phasensignal gesteuerte Vorgabe des Vorzeichens für das Betragssignal werden auf einfache Weise die nichtlinearen Verzerrungen vermieden. Das demodulierte Signal hat dabei einen Aussteuerbereich, der im positiven und negativen Zahlenbereich etwa gleichgroß ist. Wenn der Zahlenbereich von +1 bis −1 reicht, dann entspricht dies genau der normierten Signaldarstellung in digitalen Signalprozessoren, wobei die digitale Signalauflösung durch die Anzahl der binären Nachkommastellen definiert ist. Besonders geeignet für die Zahlendarstellung ist hierbei das Zweierkomplement-Zahlensystem.

Die Steuerung des Vorzeichens könnte im einfachsten Fall durch einen 180-Grad-Phasensprungdetektor im Phasenzweig nach dem Koordinatenumsetzer erfolgen. Diese Steuerung hat jedoch den Nachteil, daß bei schwacher Übersteuerung und/oder bei bereits leicht gestörten Signalen die Umschaltung unsicher ist, weil die Phase in diesen Sprungbereichen jeden Wert annehmen kann, gegebenenfalls sogar mehrfach hin- und herspringt. Die Erfindung verwendet daher Erkennungs- und Umschaltverfahren, die störungssicherer sind. Besondere Ausführungsbeispiele der Erfindung werden in den abhängigen Ansprüchen offenbart. Für alle Verfahren ist es von Vorteil, wenn die Phase im zeitlichen Mittel konstant bleibt, weil dann über statische Schwellwertschaltungen die jeweilige Phasenlage sicherer bestimmt werden kann. Durch Vorgabe von Schwellwerten können unsichere Bereiche ausgeblendet werden. Die im zeitliche Mittel konstante Phasenlage wird durch eine Phasenausgleichsschaltung bewirkt, die das im zeitlichen Mittel stetig zu- oder abnehmende Phasensignal durch ein inverses Ausgleichssignal kompensiert. Mittels einer Phasenoffsetschaltung stellt man dabei den kompensierten Phasenwert im zeitlichen Mittel auf einen vorgegebenen Sollphasenwert ein, der in der Regel in der Mitte, also bei 0 Grad oder dem zugehörigen Zahlenwert liegt.

Die Bildung des Phasenausgleichssignals kann über Regelschaltungen, die an das Phasensignal gekoppelt sind, erfolgen oder über die Verwendung von Hilfsträgern, die beispielsweise als Pilotsignal zusätzlich zum amplitudenmodulierten Signal mitübertragen werden. Durch den bekannten Frequenzabstand zwischen dem eigentlichen Träger und dem Pilotsignal läßt sich mit einer Pilotsignalerfassungseinrichtung das Phasenausgleichssignal erzeugen. Es ist auch möglich, daß über eine Frequenzmeßeinrichtung die Frequenzabweichung zwischen der aktuellen Umsetzungsfrequenz und der Sollfrequenz bestimmt wird, und daraus das Phasenausgleichssignal gebildet wird. Die Frequenzmeßeinrichtung könnte in diesem Falle bereits durch eine gespeicherte Tabelle, welche die jeweiligen Frequenzabweichungen als Daten enthält, realisiert sein. Die Frequenzabweichungen können aber auch dadurch bestimmt werden, daß über die Pilotsignalerfassungseinrichtung die Frequenzabweichung des Pilotsignals von seinem Sollwert in Basisbandlage festgestellt wird und dieser Differenzwert auf die Träger-Umsetzungsfrequenz hochgerechnet wird.

Die bereits erwähnten Unsicherheiten bei der Erkennung der Phasenlage im Bereich kleiner und dabei noch gestörter Zeigerlängen können weitgehend unwirksam gemacht werden, indem mittels einer Betrags-Bewertungsstufe die verschiedenen Ausführungsformen der Phasenauswertestufe nur dann aktiviert werden, wenn das Betragssignal einen ausreichend hohen Wert aufweist. Wenn das Betragssignal hingegen niedrig ist, dann behält die Phasenauswertestufe ihren vorherigen Betriebszustand bei und das Phasenausgleichssignal läuft kontinuierlich weiter. Die Bewertung kann auch adaptiv über variable Gewichtungsfaktoren erfolgen.

Die Erfindung und vorteilhafte Ausführungsbeispiele werden nun anhand der Figuren der Zeichnung näher erläutert.

**Fig.** 1 und **Fig.** 2 zeigen vereinfachte Signalspektren,

**Fig.** 3 zeigt ein übermoduliertes Sinussignal – der Träger ist unterdrückt,

**Fig.** 4 und **Fig.** 5 zeigen zugehörigen Phasenverläufe,

**Fig.** 6 zeigt schematisch die Erfindung als Blockschaltbild,

**Fig.** 7 zeigt ein Blockschaltbild mit einer Phasenausgleichsschaltung,

**Fig.** 8 zeigt ein Blockschaltbild mit einer Pilotsignalerfassungseinrichtung und

**Fig.** 9 zeigt ein Blockschaltbild mit einer Frequenzmeßeinrichtung.

In **Fig.** 1 ist schematisch das Spektrum am (f) eines amplitudenmodulierten Signals am dargestellt, das als Zweiseitenbandsignal um den Träger t2 ausgebildet ist. Es handelt sich dabei um ein übermoduliertes Signal, weil der Träger t2 unterdrückt oder allenfalls als Restträger vorhanden ist. Zusätzlich kann das Spektrum ein Pilotsignal t1 enthalten, das außerhalb des Zweiseitenbandsignals liegt. In der Regel ist die Frequenz ft1 bzw. ft2 des Pilotsignals t1 und des Trägers t2 durch ein vorgegebenes Frequenzverhältnis definiert, das von einem festen Frequenzwert fg im Basisband oder in der Zwischenfrequenzlage ausgeht. Die Frequenz ft1 des Pilotsignals t1 ist ft1 = n×fg und die Frequenz ft2 des Trägers t2 ist ft2 = m×fg. Wird die Umsetzung phasenrichtig mit der exakten Frequenz ft2 durchgeführt, dann werden die beiden Seitenbandsignale exakt in die Basisbandlage umgesetzt.

**Fig.** 2 zeigt den Fall, daß die reale Umsetzungsfrequenz ft4 von der Sollfrequenz ft2 abweicht, weil der feste Frequenzwert fg durch den Näherungsfrequenzwert fa ersetzt ist, wobei fa etwa fg ist. Es ergibt sich dadurch eine Frequenzabweichung Δf4 für die Umsetzung des Zweiseitenbandsignals mit dem Signal t4 und eine Frequenzabweichung Δf3 für die Umsetzung des Pilotsignals mit dem Signal t3. Der Differenzfrequenz Δf4 entspricht in der Zeigerdarstellung ein amplitudenmodulierter Zeiger, der mit der Frequenz 2π×Δf4 rotiert. Demgegenüber entspricht der Differenzfrequenz Δf3 ein Zeiger, der mit der Frequenz 2π×Δf3 rotiert, wobei die Zeigerlänge entsprechend dem konstanten Pilotsignal t1 ebenfalls konstant ist.

In **Fig.** 3 ist als ein einfaches Beispiel schematisch im Zeitdiagramm am (t) ein amplitudenmoduliertes Signal am dargestellt, das einem mit einem Sinus-Signal sin (das Sinus-Signal sin ist in **Fig.** 3 durch Kreuzchen hervorgehoben) übermodulierten Träger entspricht. Das Betragssignal b entspricht dem theoretischen Verlauf des gleichgerichteten Sinus-Signals sin ohne Hochfrequenzanteile. Eine einfache Gleichrichtung des amplitudenmodulierten Signals am würde außer der Grundwelle auch eine Vielzahl von gerad- oder ungeradzahligen Oberwellen enthalten. Die "Umhül-

lende" ist in **Fig.** 3 wegen der Übermodulation nicht identisch mit dem informationstragenden Signal sin.

**Fig.** 4 zeigt den zeitlichen Verlauf p(t) des Phasensignals p zu **Fig.** 3, wenn die Umsetzungsfrequenz ft4 nicht exakt mit der Trägerfrequenz ft2 zusammenfällt. Die mittlere Phase pm nimmt dann kontinuierlich zu oder ab. Beim Durchgang des informationstragenden Signals durch den Nullwert (vgl. Signal sin in **Fig.** 3) sollte der Theorie nach die Phase des amplitudenmodulierten Signals am um +180 Grad oder 180 Grad springen. Bei tatsächlichen Signalen ist ein derartiger 180-Grad-Phasensprung natürlich nicht möglich und es findet allenfalls ein rascher Übergang statt. Durch Rauschen oder Störungen bedingt ist noch nicht einmal gewährleistet, daß der Verlauf der Phase in dem kurzeitigen Übergangsbereich monoton ist; es können beliebige Phasenlagen auftreten. Bei besonders gestörten Signalen kann sogar ein mehrfaches Hin- und Herspringen ausgelöst werden, das in **Fig.** 4 angedeutet ist.

Somit läßt sich die für die Erfindung wesentliche Vorzeichenumschaltung aus der einfachen Phasensprungauswertung nur unsicher bestimmen. Andererseits ist die Zeigerlänge in diesem Bereich relativ klein, so daß auch der Demodulationsfehler klein bleibt, wenn das Vorzeichen für das Betragssignal b nicht richtig erkannt wird.

Im Zeitdiagramm von **Fig.** 5 ist der zeitliche Verlauf pk(t) des kompensierten Phasensignals pk im zeitlichen Mittel so eingestellt, daß die Phase symmetrisch um den Nullwert springt. Dies wird erreicht, indem das Signal p von **Fig.** 4 durch ein monotones Phasenausgleichssignal pa kompensiert wird, dessen Steigung mit umgekehrten Vorzeichen genau der mittleren Steigung pm entspricht. Das resultierende Signal wird dann als kompensiertes Phasensignal pk bezeichnet.

**Fig.** 6 zeigt schematisch als Blockschaltbild einen digitalen Amplitudendemodulator **100** nach der Erfindung. Ein Tuner-und-Zwischenfrequenz-Umsetzer **1** empfängt ein amplitudenmoduliertes Signal und setzt es in eine Zwischenfrequenz um. Dort wird es mittels eines Analog/Digital-Umsetzers **2.2** digitalisiert und bildet das Signal am, das einem Quadraturumsetzer **2** zugeführt ist. Dessen Ausgangssignal ist ein Inphasensignal I und ein Quadraturphasensignal Q. Wenn der Quadraturumsetzer **2** als analoger Umsetzer arbeitet, dann entfällt der Analog/Digital-Umsetzer **2.2** im Eingang und wird durch ausgangsseitige Analog/Digital-Umsetzer für das Inphasensignal I und das Quadraturphasensignal Q ersetzt, die in **Fig.** 6 nicht dargestellt sind. Nach dem Quadraturumsetzer **2** ist für das Inphasensignal I und das Quadraturphasensignal Q jeweils ein Tiefpaßfilter erforderlich, der das bei der doppelten Umsetzungsfrequenz entstehende Signalspektrum unterdrückt, das durch Faltung im stets digitalen Koordinatenumsetzer **3** zu Störungen führen würde. Der besseren Übersicht wegen sind diese Tiefpaßfilter in **Fig.** 6 nicht dargestellt, vergl. jedoch die entsprechenden Tiefpaßfilter **13** in **Fig.** 7 und **Fig.** 8.

Ein Koordinatenumsetzer **3** wandelt die karthesischen Koordinaten des Inphasen- und Quadraturphasensignals I, Q in polare Koordinaten um und liefert am Ausgang ein Betragssignal b und ein Phasensignal p. Mit dem Phasensignal p ist eine Phasenauswertestufe **4** gekoppelt, die ein Steuersignal st erzeugt, das mittels eines Vorzeichenschalters **5** ein Vorzeichen für das Betragssignal b vorgibt. Am Ausgang des Vorzeichenschalters **5** ist das demodulierte Signal ad abgreifbar, das innerhalb eines positiven und negativen Wertbereiches liegt.

Die Frequenzumsetzung im Quadraturumsetzer **2** erfolgt mittels eines Cosinus-Signals c und eines Sinus-Signals s aus einem Signalgenerator **35**. Je nach Ausbildung des Quadraturumsetzers **2** kann es sich bei den Umsetzungssignalen c, s um analoge oder digitale Signale handeln. Ein Systemtakt c1, der auch der Digitalisierung dient, kann von außen zugeführt oder ebenfalls durch den Signalgenerator **35** erzeugt werden.

In **Fig.** 7 ist als Blockschaltbild ein Ausführungsbeispiel des digitalen Amplitudendemodulators **100** dargestellt, wobei die Phasenauswertestufe **4** eine Phasenausgleichsschaltung **6** enthält. Dabei wird das Phasensignal p mit einem Phasenausgleichssignal pa kombiniert. Wenn das Phasenausgleichssignal pa die gleiche Steigung pm (vgl. **Fig.** 4) wie das Phasensignal p hat, dann ist die Kombinationsschaltung ein Subtrahierer **7**. Im anderen Fall wäre es ein Addierer. Das Ausgangssignal des Subtrahierers **7** ist ein kompensiertes Phasensignal pk, dessen zeitlicher Mittelwert dem Phasenwert Null Grad entspricht, vgl. **Fig.** 5.

Das Phasenausgleichssignal pa wird durch eine Regelschaltung gebildet, indem eine Modulo-Arithmetik-Stufe **8** das kompensierte Phasensignal pk nur als Wertebereich zwischen –90 Grad und +90 Grad an die eigentliche Regelstufe **9** weiterleitet. Bei einem positiven 180 Grad Phasensprung des Phasensignals pk von (–90+Δ) Grad auf (+90+Δ) Grad bleibt der Wert der Phase nach der Stufe **8** auf (–90+Δ) Grad und läuft somit monoton und kontinuierlich weiter. Bei einem negativen 180 Grad Phasensprung bleibt die Phase nach der Stufe **8** ebenfalls auf (–90+Δ) Grad und läuft monoton und kontinuierlich weiter. Durch die Modulo-Arithmetik liefert das Ausgangssignal dieser Stufe **8** ein im wesentlichen monotones Signal, das die gleiche Steigung aufweist wie die mittlere Steigung des kompensierten Phasensignals pk, aber ohne dessen 180-Grad-Phasensprünge. Die Störungen oder Übergänge der Phase in den Phasensprungbereichen machen sich allenfalls als kurzzeitige Signalstörungen bemerkbar. An die Modulo-Arithmetik-Stufe **8** ist eine Phasenvergleichsstufe **9** angeschlossen, die die jeweilige Phase mit einer Sollphase vergleicht, die aus einem Sollwertspeicher **10** abgerufen wird. Bei einem Vergleich mit dem Sollwert Null Grad kann der Sollwertspeicher **10** entfallen. Das Ausgangssignal der Phasenvergleichsstufe **9** ist einem Integrator **11**, zugeführt, der letztendlich das Phasenausgleichssignal pa bildet. Die Phasenvergleichsstufe kann auch so ausgebildet sein, daß zunächst über eine Differenzmessung die Steigung des Ausgangssignals der Modulo-Arithmetik-Stufe **8** bestimmt und über die Regelschaltung auf den Steigungswert Null gebracht wird.

Das kompensierte Phasensignal pk ist einer Phasen-Komparatorstufe **12** zur Bildung eines Steuersignals st für den Vorzeichenschalter **5** zugeführt. Die Schaltschwelle liegt entsprechend der für die Phasenvergleichsstufe **9** gespeicherten Sollphase zweckmäßigerweise bei 0 Grad. Damit definiert das Steuersignal st für die Vorzeichenbestimmung stabil den positiven oder negativen Zustand. Das Vorzeichen ist somit nicht mehr von der unsicheren 180-Grad-Phasensprungerkennung abhängig.

Eine verbesserte Funktion der Phasenausgleichsschaltung **6** wird erreicht, wenn die Ausgangswerte zur Bildung des Phasenausgleichssignals pa mittels eines Verläßlichkeits- oder Gütefaktors s adaptiv gewichtet oder wirksam/unwirksam geschaltet werden. Als Verläßlichkeits- oder Gütefaktor bietet sich die Höhe des Betragssignals b an, dessen Signalhöhe wie bereits ausgeführt mit der Zuverlässigkeit bei der Phasenwertmessung eng zusammenhängt. Die Bestimmung der Verläßlichkeit oder Güte erfolgt mittels einer Bewertungsstufe **45**, die am Ausgang ein Bewertungssignal liefert, das in der Phasenvergleichsstufe **9** der Gewichtung dient oder mit der die Regelfunktion wirksam/unwirksam geschaltet wird, vgl. hierzu die Schaltschwelle bs in **Fig.** 3.

In dem Blockschaltbild von **Fig.** 8 enthält die Phasenauswertestufe **4** zur Bildung des Phasenausgleichssignals pa

eine Pilotsignalerfassungseinrichtung **20**. Der digitale Amplitudendemodulator **100** enthält in diesem Fall zwei Quadraturumsetzer **2, 21**, wobei der erste Quadraturumsetzer **2** im wesentlichen identisch zu dem Quadraturumsetzer **2** von **Fig. 6** und **Fig. 7** ist. Der zweite Quadraturumsetzer **21**, im folgenden als Pilotsignal-Quadraturumsetzer bezeichnet, dient dazu, aus dem zugeführten Signalgemisch am das Pilotsignal t1 herauszufiltern. Der Quadraturumsetzer **2** mischt mit einer Frequenz, die möglichst dicht bei der Trägerfrequenz ft2 liegt, beispielsweise entsprechend **Fig. 2** auf der Frequenz ft4. Die Mischfrequenz des Pilotsignal-Quadraturumsetzers **21** liegt möglichst dicht bei der Frequenz ft1 des Pilotsignals t1, beispielsweise entsprechend **Fig. 2** auf der Frequenz ft3. Die Pilotsignalerfassungseinrichtung **20** weist in Signalflußrichtung folgende Stufen auf: den Pilotsignal-Quadraturumsetzer **21**, eine Dezimierstufe **22**, einen Koordinatenumsetzer **23**, der beispielsweise nach dem Cordic-Verfahren arbeitet und dessen Phasenausgang ein Pilotsignal-Phasensignal pp erzeugt. Es wird nochmals darauf hingewiesen, daß es sich bei den komplexen Mischungssignalen t4, t3 der beiden Quadraturumsetzer **2, 21** um möglichst einfach zu bildende Digitalfolgen handelt, die durch einfache Binärwerte, insbesondere +1, −1 und 0, darstellbar sind. Durch das feste Frequenzraster des Systemtaktes bedingt lassen sich auf diese Weise von einer Grundfrequenz ausgehend leicht Frequenzvielfache dieser Grundfrequenz bilden. So sollen beispielsweise im dargestellten Beispiel die komplexen Mischungssignale t3 bzw. t4 dem n- bzw. m-fachen dieser Grundfrequenz entsprechen.

Aus der Rotation des heruntergemischten Pilotsignals mit der Differenzfrequenz Δf3 kann über die zahlenmäßige Verknüpfung der Pilotfrequenz ft1 und der Trägerfrequenz ft2 die Frequenzabweichung Δf4 bestimmt und kompensiert werden. Das Pilotsignal-Phasensignal pp wird mittels eines Multiplizierers **28** mit dem Faktor m multipliziert und bildet das Phasenausgleichssignal pa. Auf ähnliche Weise wird das Phasensignal p des Koordinatenumsetzers **3** mittels eines Multiplizierers **29** mit dem Faktor n multipliziert und bildet ein neues Phasensignal ph. Durch die Multiplikation mit den Faktoren n und m werden gleichsam die unterschiedlich rasch rotierenden Zeiger des umgesetzten Trägers t4 und des umgesetzten Pilotsignals t3 5 auf eine gemeinsame Rotationsfrequenz gebracht. Die weitere Verarbeitung des kompensierten Phasensignals pk kann dann wie in **Fig. 7** erfolgen. Es wird noch erwähnt, daß zwischen dem Quadraturumsetzer **2** und dem Koordinatenumsetzer **3** eine Dezimierstufe **13** eingefügt ist, was bekanntlich sinnvoll ist, wenn die Digitalisierungsfrequenz hoch gegenüber der Umsetzungsfrequenz t4 und dem 10 Signalinhalt ist.

Oftmals ist es vorteilhaft der Pilotsignalerfassungseinrichtung **20** eine Dezimierungseinrichtung **26** vorzuschalten, die ein Dezimierungsfaktor aufweist der so gewählt wird, daß die beiden Quadraturumsetzer **2, 21** mit gleichen Umsetzungssignalen t4, t3 angesteuert werden können. Im Ausführungsbeispiel von **Fig. 8** hätte der Dezimierungsfaktor dann den Wert m/n.

In **Fig. 9** ist schließlich ein weiteres Ausführungsbeispiel für eine Pilotsignalerfassungseinrichtung **20** schematisch dargestellt. Zunächst wird das Signal **20** am mittels eines Tiefpasses **27** gefiltert und in der Regel dezimiert. Das Pilotsignal muß aber in dem tiefpaßgefilterten Signalgemisch noch erhalten sein. Dann wird das Pilotsignals mittels einer Phasenverriegelungsschleife **28** (= PLL), die auf das vorhandene aber in der Frequenz abweichende Pilotsignal einrastet, herausgefiltert und der Frequenz- und/oder Phasenfehler des herausgefilterten Pilotsignals zu 25 seinem Sollwert mit einer nachgeschalteten Auswertestufe **29** bestimmt, die daraus das resultierende Phasen-Ausgleichssignal pa bildet. Die Korrektur des Phasensignals p verläuft dann wie bei den vorausgehenden Ausführungsbeispielen.

Es wird darauf hingewiesen, daß die verschiedenen Ausführungsformen des digitalen Amplitudendemodulators **100** sowohl in Hardware- als auch in Software-Technik oder in gemischter Form realisierbar sind. Das hängt von dem jeweiligen Signalprozessor ab, in dem der digitale Amplitudendemodulator **100** als Funktionsteil enthalten ist.

Der besseren Übersicht wegen sind in den dargestellten Blockschaltbildern die Signal- oder Datenleitungen als einfache Pfeilverbindungen dargestellt, um die jeweilige Signalflußrichtung anzugeben. Die erforderliche Taktversorgung mit dem Systemtakt c1 ist lediglich in **Fig. 6** angedeutet. Übliche Verfahren zur Reduzierung des Verarbeitungstaktes sind mittels der Filter- oder Dezimierstufen **13, 22** angedeutet. Selbstverständlich kann der digitale Amplitudendemodulator an geeigneten Stellen weitere Dezimierstufen, Interpolationsschaltungen oder Quadraturmischer enthalten.

## Patentansprüche

1. Digitaler Amplitudendemodulator (**100**) mit
   - einem Quadraturumsetzer (**2**) der aus einem amplitudenmodulierten Signal (am; am(t)) ein Inphasensignal I und ein Quadraturphasensignal (Q) in tiefer Frequenzlage erzeugt und
   - einem Koordinatenumsetzer (**3**), der aus dem Inphasensignal (I) und dem Quadraturphasensignal (Q) ein Betragssignal (b) und ein Phasensignal (p) bildet, **dadurch gekennzeichnet** daß
   - eine Phasenauswertestufe (**4**) in Abhängigkeit vom Phasensignal (p) mittels eines Vorzeichenschalters (**5**) ein Vorzeichen für das Betragssignal (b) vorgibt.
2. Amplitudendemodulator (**100**) nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenauswertestufe (**4**) eine Phasenausgleichsschaltung (**6**) enthält, die das Phasensignal (p) im zeitlichen Mittel auf einem konstanten Wert hält.
3. Amplitudendemodulator (**100**) nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenausgleichsschaltung (**6**) mit einer Phasenoffsetschaltung (**8, 9, 10, 11**) das Phasensignal (p) im zeitlichen Mittel auf einen Sollphasenwert einstellt.
4. Amplitudendemodulator (**100**) nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Sollphasenwert in der Mitte des dem Phasensignal (p) zugeordneten Zahlenbereichs liegt.
5. Amplitudendemodulator (**100**) nach einem der Ansprüche 2 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenausgleichsschaltung (**6**) zur Bildung eines Phasenausgleichssignals (pa) mit einer Pilotsignalerfassungseinrichtung (**20**) gekoppelt ist.
6. Amplitudendemodulator (**100**) nach einem der Ansprüche 2 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenausgleichsschaltung (**6**) eine Frequenzmeßeinrichtung (**30**) enthält, die eine Frequenzabweichung (Δf3) zwischen einer aktuellen Umsetzungsfrequenz (ft3; ft4) und einer Sollfrequenz (ft1; ft2)bestimmt und daraus das Phasenausgleichssignal (pa) bildet.
7. Amplitudendemodulator (**100**) nach Anspruch 5 oder 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Frequenzmeßeinrichtung (**30**) zur Bildung des Phasenausgleichssignals (pa) mit der Pilotsignalerfassungseinrichtung (**20**) gekoppelt ist.
8. Amplitudendemodulator (**100**) nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuerung des Vorzeichenschalters (**5**) mittels einer

Phasen-Komparatorstufe (12) erfolgt, der ein kompensiertes Phasensignal (pk) aus der Phasenausgleichsschaltung (6) zugeführt ist.

9. Amplitudendemodulator (100) nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenauswertestufe (4) mittels einer Bewertungsstufe (45) in Abhängigkeit vom Betragssignal (b) gesteuert ist.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

Nummer: DE 197 20 766 A1
Int. Cl.[6]: H 03 D 1/00
Offenlegungstag: 26. November 1998

FIG. 1

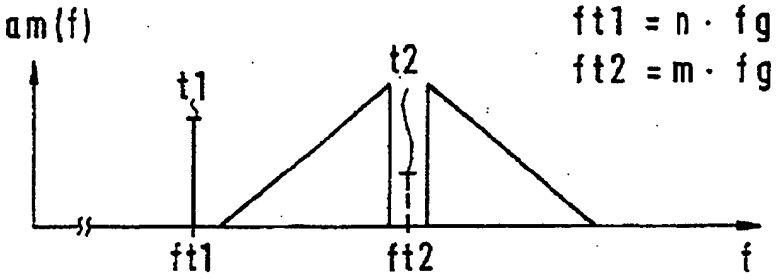



FIG. 2

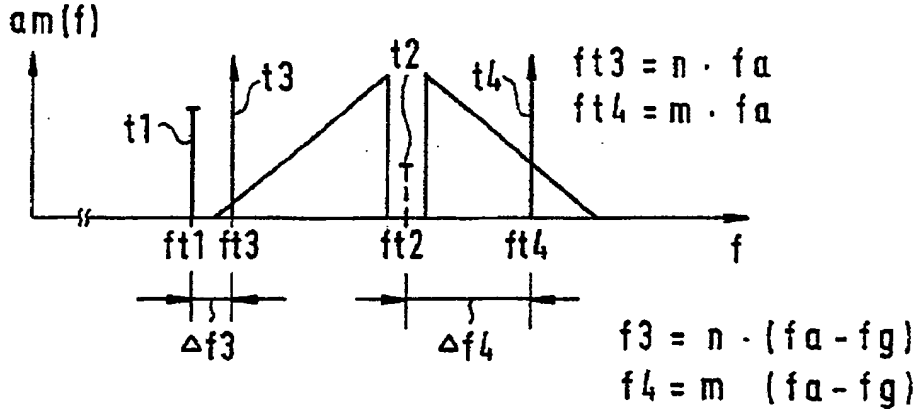



FIG. 3

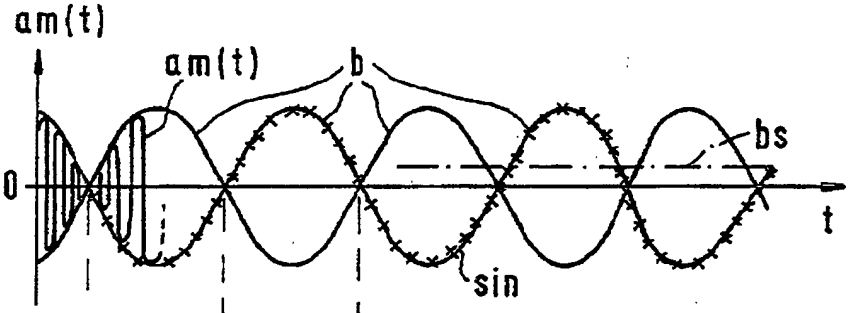



FIG. 4

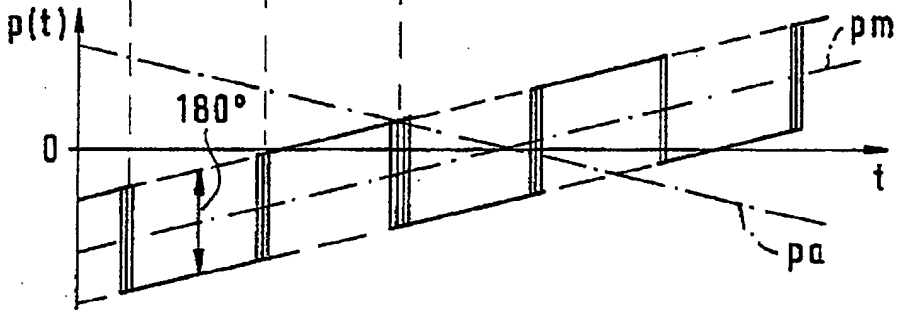
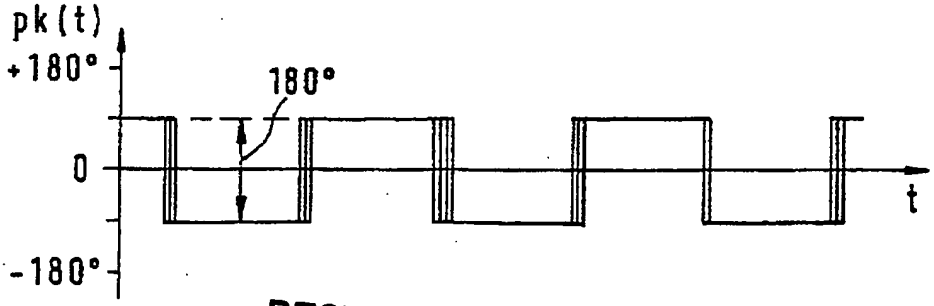



FIG. 5




BEST AVAILABLE COPY

Nummer: DE 197 20 766 A1
Int. Cl.[6]: H 03 D 1/00
Offenlegungstag: 26. November 1998

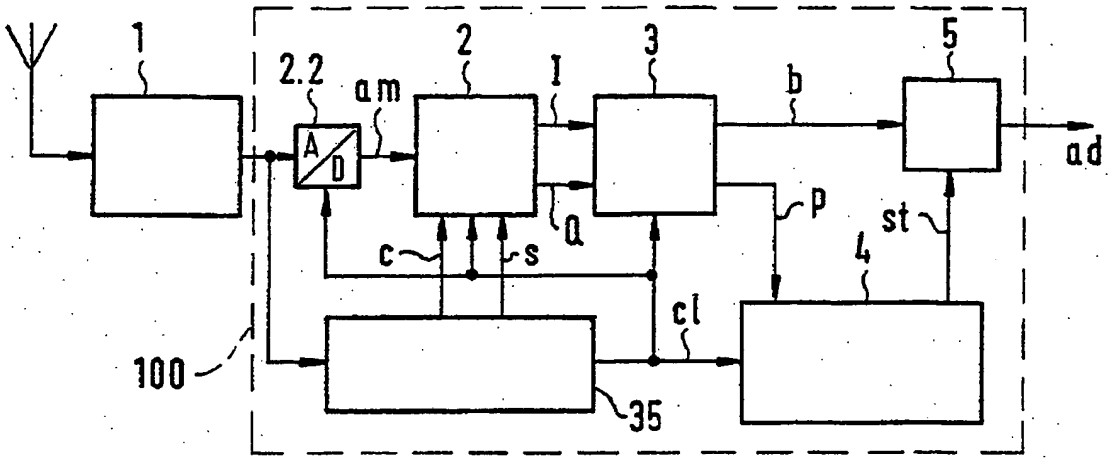



FIG. 6

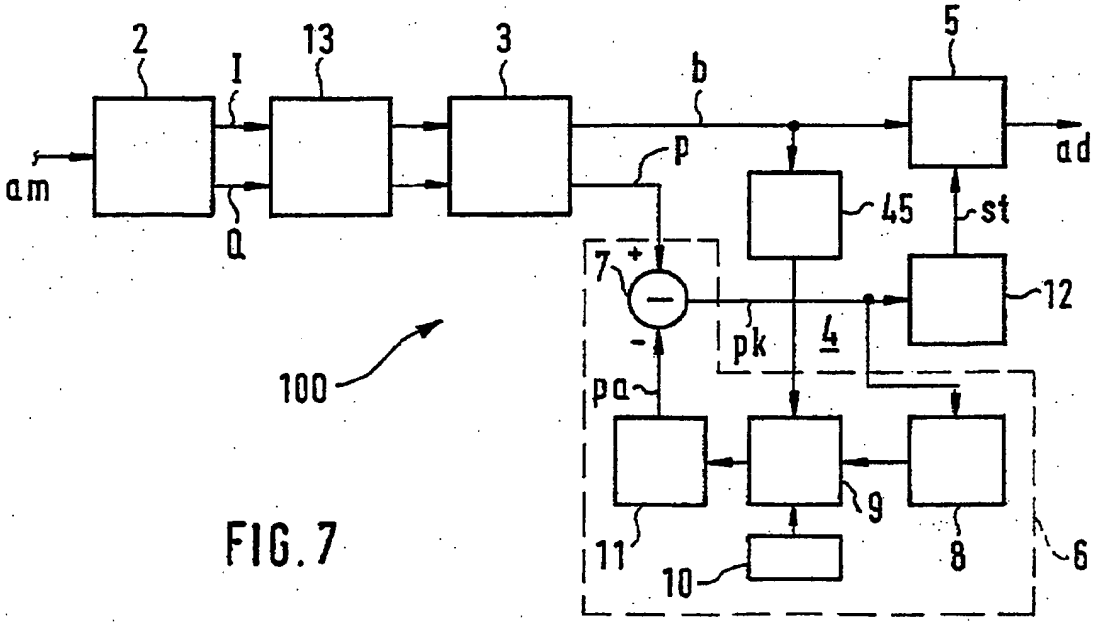



FIG. 7

BEST AVAILABLE COPY

Nummer: DE 197 20 766 A1
Int. Cl.[6]: H 03 D 1/00
Offenlegungstag: 26. November 1998

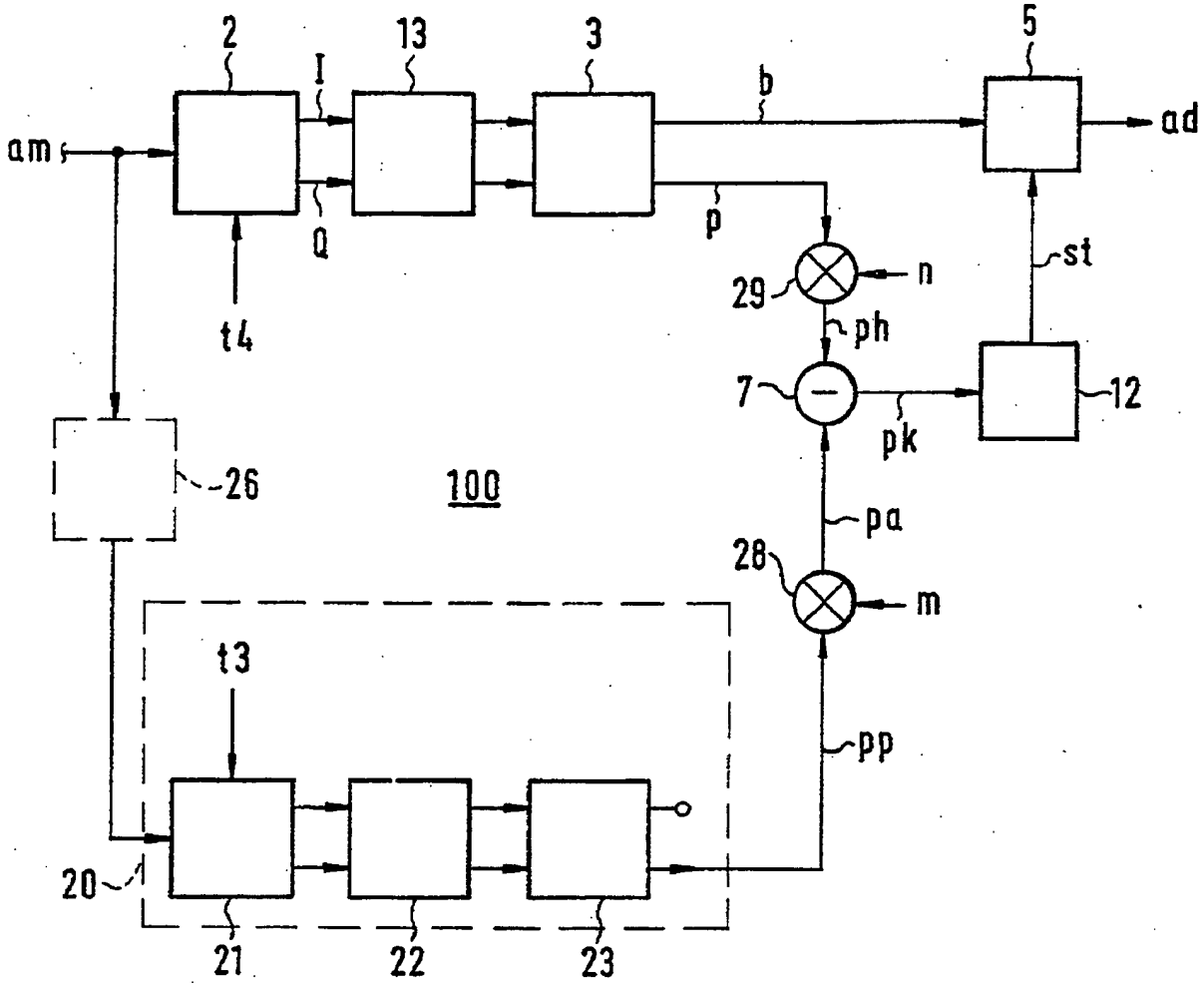



FIG. 8

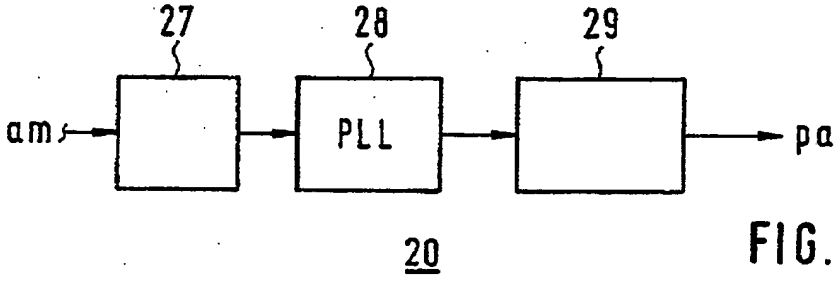



FIG. 9

BEST AVAILABLE COPY